

三相光伏并网 Z-源逆变器的比例谐振控制

王继东, 朱雪玲, 苏海滨, 王玲花

(华北水利水电学院 电力学院, 河南 郑州 450011)

摘要: 将具有独特的 X 型网络的 Z-源逆变器应用于光伏并网系统, 利用逆变器桥臂直通状态实现直流侧升压。对 Z-源逆变器的拓扑结构和工作原理进行了详细的分析; 根据电网电压定向的控制策略结合比例谐振控制器, 利用改进的空间矢量脉宽调制方法实现了逆变器并网控制, 使 Z-源光伏并网系统能够动态跟踪光伏电池最大功率点电压, 输出电流和电网电压相位, 实现单位功率因数运行和电流波形正弦化。仿真结果表明系统具有良好的静态和动态性能, 验证了采用的系统结构和控制策略的有效性和可行性。

关键词: 光伏发电; Z-源逆变器; 并网; 电网电压定向; 比例谐振控制器; 空间矢量脉宽调制; 最大功率点跟踪

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2010)04-0086-06

Proportional-resonant control for Z-source inverter in three-phase PV grid-connected system

WANG Ji-dong, ZHU Xue-ling, SU Hai-bin, WANG Ling-hua

(College of Electrical Engineering, North China University of Water Conservancy and Electric Power,
Zhengzhou 450011, China)

Abstract: In this paper, the Z-source inverter which has a unique X-type Z-source network is applied in three-phase photovoltaic (PV) grid-connected system. The Z-source inverter can utilize the shoot-through state that simultaneously turns on both power switches in a leg to boost a DC-link voltage. The circuit topology and basic principles of the Z-source inverter were described in detail. The grid voltage oriented control is combined with a modified space vector pulse width modulation and proportional resonant (PR) controllers made the Z-source inverter generate a sinusoidal AC current in phase with grid voltage. PV generation system can track the maximum power point of the PV array and transform power to the utility grid with a unity power factor simultaneously. To verify the effectiveness of the analyzed circuit model and modified space vector PWM technique, simulation results show the PV generation system, with proposed control strategy, processes good steady and dynamic performance.

Key words: photovoltaic generation; Z-source inverter; grid-connected; grid voltage oriented; proportional resonant controllers; space vector pulse width modulation; maximum power point tracking

收稿日期: 2009-12-01

基金项目: 河南省科技攻关项目(0524260049); 河南省教育厅自然科学研究计划项目(2008B47003)

作者简介: 王继东(1969—), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为新能源发电与并网技术;

朱雪玲(1966—), 女, 硕士, 副教授, 研究方向为新能源发电与并网技术;

苏海滨(1964—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子技术与智能控制;

王玲花(1965—), 女, 博士, 教授, 研究方向为电力生产过程控制、仿真与故障诊断。

0 引言

能源供应紧张和环境保护的压力使清洁可再生能源发电技术在世界范围内受到高度重视。其中,光伏发电具有无地域限制、无燃料消耗、无旋转部件、无污染物和噪声排放等特点,在提供清洁、可靠的电力方面具有明显的优势。并网发电系统是光伏发电的发展方向,光伏发电与常规电网的并网,省掉了蓄电环节,从而扩展了使用的范围、提高了灵活性,并降低了系统造价,使太阳能真正由“补充能源”走向“替代能源”,因而成为目前学术界研究的热点和重点问题^[1]。

并网逆变器是光伏并网发电系统的核心装置。并网逆变器一方面将光伏阵列发生的直流电转换为交流电,又可以对交流电的频率、电压、电流、相位、有功和无功、同步等进行控制以实现与电网并联功能。传统的三相逆变器有两种基本拓扑:电压源和电流源型。由于电流源逆变器主电路及控制电路相对比较复杂,系统运行效率较低。而电压源拓扑结构的逆变器具有结构简单、控制方便、主电路损耗低等优点,因此基于电压源拓扑结构的太阳能光伏并网逆变器及其控制技术已成为光伏并网发电系统采用的主要技术^[2]。

但是,传统的电压源逆变器交流输出电压只能低于直流母线电压,因此,对于DC/AC变换来说,电压源逆变器是一个降压式逆变器。对于直流电压较低,需要较高的交流输出电压的DC/AC功率变换场合,需要级联一个额外的DC/DC直流升压式变流器,这个额外的功率变流器增加了系统的成本,降低了变换效率。另外,任何时刻任一桥臂上、下管不能同时导通,否则会发生直通短路,损坏器件。由电磁干扰造成的误触发导致的直通问题降低了电压源逆变器的可靠性。为了防止逆变器桥臂直通,必须在同一桥臂上、下功率开关器件换流过程中插入死区,这会导致输出交流电压波形发生畸变。

鉴于传统电压源和电流源逆变器的不足,美国密西根州立大学的彭方正教授于2002年首次提出了Z-源逆变器的拓扑和理论^[3]。较之两级电路,Z-源逆变器结构简单,硬件少,减少了有源器件和驱动电路,效率高,可靠性高;独特的Z-源网络结构提高了系统的安全性,直通不再损坏逆变器有源器件,而变成其正常的一个工作状态;降低了逆变器有源器件的功率等级,从而降低了器件费用等诸多优点。Z源逆变器一经提出就得到广泛关注,其相关理论研究与实践应用发展非常迅速,在交直流电

气传动、分布式发电、有源电力滤波及无功功率补偿、统一潮流控制器等方面都取得了突破性的进展^[4-6]。

本文将带LC输出滤波环节的Z-源逆变器应用于光伏并网系统中,利用逆变器桥臂直通状态实现直流侧升压;采取电网电压定向的控制策略利用比例谐振(proportional resonant, PR)控制器结合改进的空间矢量脉宽调制方法实现逆变器并网控制。

1 Z-源逆变器的拓扑结构与工作原理

Z-源逆变器由独特的Z-源网络和传统的三相逆变桥构成。带输出LC滤波电路的基于Z-源逆变器的光伏并网系统主电路如图1所示。其中,电感 L_1 和 L_2 与电容 C_1 和 C_2 构成Z-源网络,而传统的三相逆变桥由开关器件 $S_1 \sim S_6$ 组成。电感 L_f 与电容 C_f 构成LC输出滤波电路; e_a 、 e_b 、 e_c 为三相电网电动势。

在传统的三相逆变器中任何时刻任一桥臂上、下管不能同时导通,否则会发生直通短路,损坏器件。故传统的逆变器共有8个允许的开关状态,即6个有效状态和2个零矢量状态,而对于Z-源逆变器,由于Z-源网络的作用,使得同一桥臂上、下功率开关器件同时导通的短路零电压矢量在三相逆变器中成为可能。短路零电压矢量的应用为三相电压型逆变器供了的升压特性。因而,三相Z源逆变器有9个允许的开关状态。

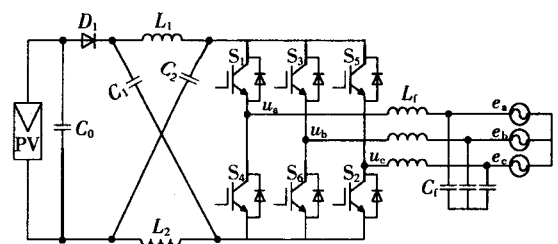


图1 基于Z-源逆变器的光伏并网系统主电路图
Fig.1 Main circuit of photovoltaic grid-connected system based on Z-source inverter

图2为图1中所示的Z-逆变器从直流环节看过去的等效电路。引入Z-网络后,当逆变桥处于直通零电压状态时,可等效为短路,如图2(a)所示。而当处于6种非零电压状态时,逆变桥则变成一个等效电流源。注意到当处于2种传统的零电压状态时,逆变桥也可以用一个零值电流源(或开路)来代替。因此图2(b)为当逆变桥处于传统的8种非直通零电压状态时,Z源逆变器从直流侧看进去的等效电路。

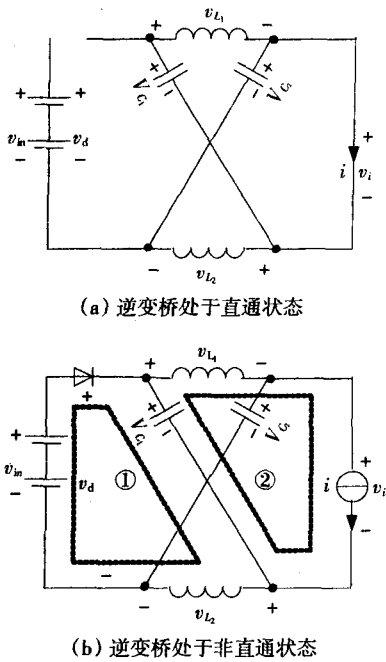


图2 从直流侧看进去的Z-源逆变器的等效电路
Fig. 2 Equivalent circuit of the Z-source inverter viewed from DC-link

Z-源逆变器正常工作时具有2种工作状态,即直通状态和非直通状态。在Z-源网络中若取电感 L_1 和 L_2 ,电容 C_1 和 C_2 分别具有相同的电感量和电容值。这样,Z-源网络就具有对称性,当电路处于稳态时,根据电路的对称性,有

$$V_{C1} = V_{C2}, v_{L1} = v_{L2} \quad (1)$$

当电路工作在非直通状态时,由图2(b)所示等效电路

对回路①有

$$v_{L2} = V_{in} - V_{C1},$$

即

$$v_{L1} = V_{in} - V_{C1} \quad (2)$$

对回路②有

$$v_i = V_{C1} - v_{L1} = 2V_{C1} - V_{in} \quad (3)$$

假设在一个开关周期 T_z 中,逆变桥工作于直通状态的时间为 T_a ;逆变桥工作于非直通零电压状态的时间为 T_b 。

当电路处在直通状态时,有

$$v_{L1} = V_{C1}, v_d = 2V_{C1}, v_i = 0 \quad (4)$$

由电感的伏秒平衡特性,稳态时,一个开关周期内电感的平均电压为零,即有

$$V_{L1} = \overline{v_{L1}} = \int_0^{T_z} v_{L1} dt = \frac{T_a V_{C1} + T_b (V_{in} - V_{C1})}{T_z} = 0, \quad (5)$$

则

$$V_{C1} = \frac{T_b}{T_a - T_b} V_{in} = \frac{1 - \frac{T_a}{T_z}}{1 - 2\frac{T_a}{T_z}} V_{in} \quad (6)$$

加在逆变桥的平均直流电压为

$$V_i = \overline{v_i} = \int_0^{T_z} v_i dt = \frac{T_b (2V_{C1} - V_{in})}{T_z} = \frac{T_b}{T_b - T_a} V_{in} = V_{C1} \quad (7)$$

由式(7)可知直流链平均电压等于电容电压,因此,可利用测量到 V_{C1} 来调节直流链电压。

加在逆变桥的直流环节峰值电压为

$$\hat{v}_i = 2V_{C1} - V_{in} = \frac{T_z}{T_b - T_a} V_{in} = B V_{in}, \quad (8)$$

式中 B 为由直通零电压状态得到的升压因子。

逆变器输出相电压的峰值可以表示为

$$\hat{v}_{ac} = M \frac{\hat{v}_i}{2}, \quad (9)$$

式中 M 为逆变器的调制因子。对于正弦脉宽调制,

$$M \leq 1; \text{对于空间矢量脉宽调制, } M \leq \frac{2}{\sqrt{3}}.$$

由式(8)和式(9)得

$$\hat{v}_{ac} = MB \frac{V_{in}}{2}, \quad (10)$$

即有

$$\frac{\hat{v}_{ac}}{(V_{in}/2)} = MB = B_b = 0 \sim \infty \quad (11)$$

式(11)表明通过调节直通状态的时间 t_0 可以升高和降低逆变器输出电压。即选择合适的升/降压因子 B_b 可以实现逆变器输出电压高于或低于直流输入电压。

2 Z-源逆变器的SVPWM实现

常见的脉宽调制方法均可用于Z-源逆变器^[7]。其中,空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)由于电压利用率高、线性调制范围宽、输出谐波低、动态响应快等特性在三相逆变器中得到了广泛应用^[2,7]。Z-源逆变器采用空间矢量脉宽调制控制时,不仅具有传统空间矢量脉宽调制控制方法的上述优点,同时在输出电压相同的情况下,与正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)相比可以降低升压因子 B ,从而可以降低器件应力^[8]。

传统逆变器SVPWM用6个功率开关管对应的8个电压矢量(其中2个为零矢量,其余矢量长度为 $2v_{dc}/3$)

将空间划分为6个扇区 I ~ VI,并在每个开关周期内用某扇区邻近的2个矢量和零矢量的组合去逼近待输出的电压矢量,如图4所示。其中,矢量标号以 abc 为顺序,1代表该相上管导通,0代表该相下管导通, V_{ref} 为参考输出电压矢量, θ 为电压空间矢量旋转角。

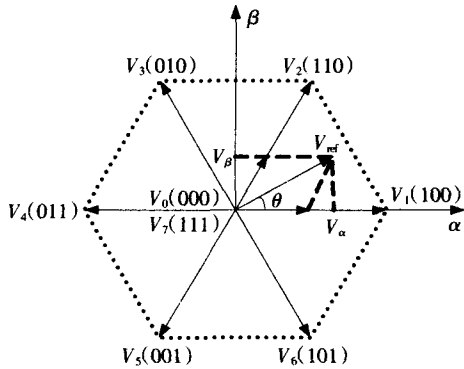


图3 空间电压矢量图

Fig. 3 Diagram of the space voltage vector

对于任一扇区中的电压空间矢量 V_{ref} ,均可由该扇区两边的基本电压空间矢量合成。扇区 I 的矢量就可以表示为

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_z} V_1 + \frac{T_2}{T_z} V_2, \quad (12)$$

式中: T_1 、 T_2 为在一个开关周期中有效矢量 V_1 和 V_2 作用的时间; T_z 为开关周期。

令零矢量 V_0 和 V_7 作用时间之和为 T_0 ,则有

$$T_z = T_1 + T_2 + T_0. \quad (13)$$

根据文献[2]有

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= m T_z \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \\ T_2 &= m \sin\theta, \\ T_0 &= T_z - T_1 - T_2. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

式中 m 为 SVPWM 调制系数,并且有

$$m = \frac{\sqrt{3}}{v_{dc}} |V_{ref}|. \quad (15)$$

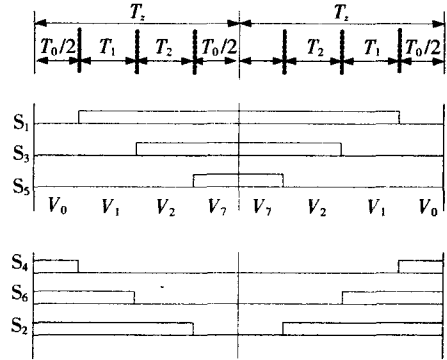
对于其余5个扇区除了2个有效矢量不同外,其余与扇区 I 类似。

图4(a)为传统逆变器 SVPWM 方式在扇区 I 内各个开关器件的开关信号波形图。

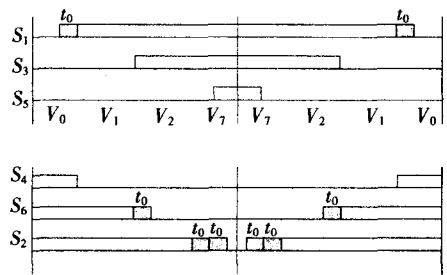
Z-源逆变器的 SVPWM 的控制与常规 SVPWM 不同之处关键在于它在每条桥臂的开关器件换流期间插入上下功率开关器件同时导通的直通区,以升高 Z-源逆变器直流侧电压并使其输出正弦交流电压,同时保持原来有效状态所作用的时间不变。

图4(b)为 Z-源逆变器所采用的改进 SVPWM 在扇区 I 内各个开关器件的开关信号波形图。其中阴影部

分表示直通零矢量作用时间。由图4可以看出每个开关周期 T_z 内,用于升高 Z-源逆变器直流侧电压的直通零矢量作用时间 t_0 被限制在 $\frac{T_0}{2}$ 之内,即有 $0 \leq t_0 \leq \frac{T_0}{2}$ 。若 $t_0 = 0$,调制方法即为常规的 SVPWM 方法。



(a) 常规 SVPWM 开关信号图



(b) Z-源逆变器的 SVPWM 开关信号图

图4 第一扇区三相开关信号图

3 基于 PR 控制器的光伏并网 Z-源逆变器的电网电压定向矢量控制

在并网逆变器的控制中,基于电网电压定向的矢量控制由于具有电流无静差、能实现电流有功分量和无功分量的解耦控制等优点受到了广泛关注。

电压定向矢量控制是一种基于坐标变换的控制方式。逆变器器的网侧的电压和电流,在三相静止坐标系中表示为 u_a 、 u_b 、 u_c 及 i_a 、 i_b 、 i_c ,在两相坐标系下表示为 u_α 、 u_β 及 i_α 、 i_β ,在两相同步旋转坐标系中表示为 u_d 、 u_q 及 i_d 、 i_q 。根据坐标变换的基本原理,可以把静止坐标系中的交流量的控制转变为对相应同步旋转坐标系中直流量的控制。

所谓电网电压定向是将 d-q 同步旋转坐标系的 d 轴按电网电压矢量 E 定向。此时,电网电压的 q 轴分量为零 $e_q = 0$;逆变器网侧电流矢量 I 的 d 轴分量 i_d 为有功电流,q 轴分量 i_q 为无功电流。

电网电压定向的矢量控制系统一般采用 PI 控制器控制的直流侧电压外环、电流内环的双闭环结

构。电压外环用来保持逆变器的直流侧电压恒定，外环采用基于d-q坐标系的PI调节器控制，从而实现直流侧电压的无静差控制。电压调节器输出有功电流指令 i_d^* ，为了实现单位功率因数运行，无功电流给定设置为 $i_q^* = 0$ 。将经检测变换得到的电流 i_d 、 i_q 分别与 i_d^* 和 i_q^* 作差，再经过PI调节得到有功电压指令 u_d^* 和无功电压指令 u_q^* ，利用电网电压相位信息将 u_d^* 和 u_q^* 转换到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系，形成电压指令 u_α^* 和 u_β^* 。根据空间矢量调制方法即可得到逆变器控制信号。系统中电网电压的相位通过三相锁相环 PLL 获得。

需要注意的是在同步旋转坐标系中，d轴和q轴的变量是互相耦合的^[9]，为了实现d轴电流和q轴电流的解耦控制，需要在控制回路的中引入前馈解耦环节^[10]。

采用PI调节器控制的电压外环、电流内环双闭环结构的并网逆变器电网电压定向控制需要经过多次坐标变换，并且需要前馈解耦控制，因而系统结构复杂，实现困难。造成控制结构复杂的主要原因在于在静止坐标系中电流内环的指令信号是以基波角频率 ω_0 变化的正弦波信号，而在静止坐标系中若采用PI调节器无法实现对 i_α^* 和 i_β^* 的无静差跟踪控制。

文献[11]提出了一种调节器——比例谐振控制器。它可以不经过复杂的交直流变换，而是直接控制交流流量，来达到消除稳态误差的目的^[12]。比例谐振控制器由比例调节器和谐振调节器组成。其传递函数为

$$G_c(s) = K_p + K_1 \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (16)$$

易知，该控制器在基波频率 $\omega = \omega_0$ 处增益无穷大，而在非基频处增益很小，因此，谐振控制器可对频率为 $\omega = \omega_0$ 的正弦信号实现无静差跟踪控制。

本文所设计的光伏并网Z-源逆变器电网电压定向的矢量控制系统如图5所示。采用了比例谐振控制器代替电流环中的PI控制器，明显看出减少了坐标变换环节，而且不需要设置前馈解耦，从而简化了系统结构。

由于光伏发电系统中光伏模块输出功率受光强、温度等环境的影响很大，为了最大限度地利用太阳能，系统应设置最大功率跟踪环节。在本文中，由最大功率点跟踪环节计算出的最大功率点指令电压和当前的光伏阵列输出电压比较，经过电压调节后得到系统需要的直通零矢量占空比，通过跟踪最大功率点电压从而实现最大功率跟踪。

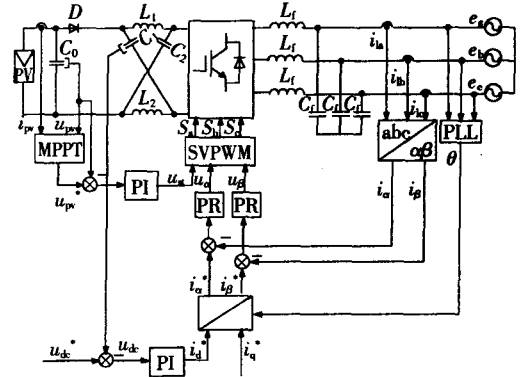


图5 基于Z-源逆变器的光伏并网系统控制框图
Fig. 5 Proposed control strategy of the Z-source inverter for PV generation system

4 仿真结果及分析

为了验证系统结构及其控制策略的正确性，利用SIMULINK中的电力系统“SimPowerSystems”模块库，按图5构建了基于Z-源逆变器的光伏并网系统仿真模型。电路结构采用相关参数为：电网电压为相电压有效值380V，直流输入电压400V；直流侧电容 $C = 1\text{mF}$ 。Z-源网络参数 $L = 1\text{mH}$ ， $C = 1000\mu\text{F}$ ；滤波电感3mH；开关频率5.4kHz；比例谐振控制器参数 $K_p = 40$ ， $K_1 = 6000$ 。仿真结果如图6~图8所示。

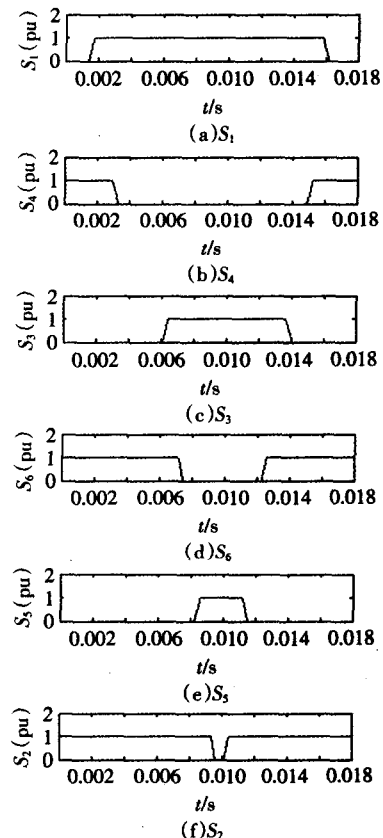


图6 Z-源逆变器第一扇区三相开关信号仿真结果
Fig. 6 Simulation of the three phase switching signals

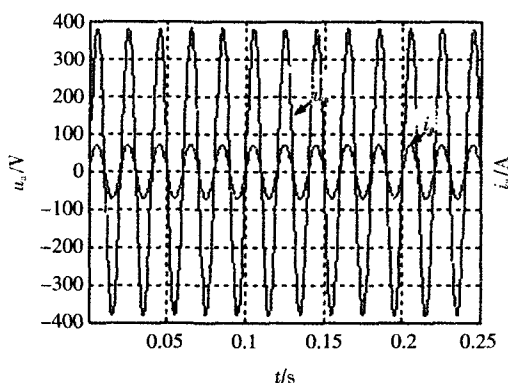


图7 系统在稳态时的仿真结果

Fig. 7 Simulation results in steady state

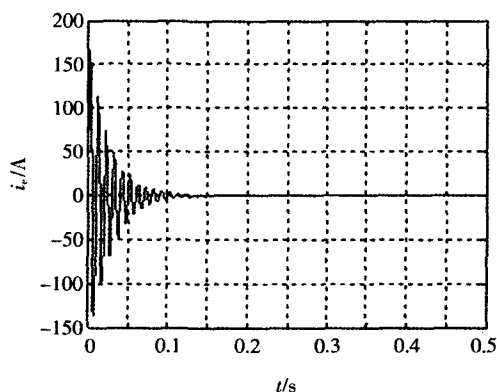


图8 采用PR控制器的电流误差信号

Fig. 8 Simulation of the current state error with a PR controller

图6为Z-源逆变器在第一扇区内各桥臂上功率开关驱动信号仿真结果。对照图4(b)可知与理论分析相一致。图7为逆变器输出电流与电网电压在稳态时的波形图,表明逆变器输出电流是与电网电压同频同相的正弦波,并网逆变器实现了单位功率因数运行。图8为电流误差 i_e 动态响应波形图。可知,采用谐振控制器的电流控制环节,实现了静止坐标系电流的无静差控制,并且有较快的动态响应过程。

5 结 语

利用Z-源逆变器结合改进的SVPWM技术实现光伏系统并网,相比于传统的逆变器具有结构简单、效率高、可靠性高、安全性好的优点。采用电网电压定向的矢量控制策略对光伏并网逆变器进行控制。控制系统结构为电压外环、电流内环的双闭环结构。电压外环采用基于d-q坐标系的PI调节器控制,电流内环采用基于 $\alpha-\beta$ 坐标系的比例谐振控制器,减少了坐标变换环节,简化了控制系统结构,实

现了并网电流的无静差跟踪控制和有功、无功电流的解耦控制。

参 考 文 献:

- [1] CARRASCO J M, FRANQUELO L G, BIALASIEWICZ J T, et al. Power-electronics systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(4): 1002-1016.
- [2] 张崇巍, 张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [3] PENG F Z. Z-source inverter [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(2): 504-516.
- [4] KEYHANI A, JUNG Jinwoo. Distributed energy systems [J]. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, 2004, 1(2): 33-40.
- [5] GAJANAYAKE C J, VILATHGAMUWA D M, LOH P C, et al. Z-source inverter based power quality compensator with enhanced ride-through capability [C] // *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference*, September 23-27, 2007, New Orleans, USA. 2007: 955-962.
- [6] PENG Fangzheng, YUAN Xiaoming, FANG Xupeng, et al. Z-source inverter for adjustable speed drives [J]. *IEEE Power Electronics Letters*, 2003, 1(2): 33-35.
- [7] 赵品志, 杨贵杰, 刘春龙. 五相电压源逆变器SVPWM优化算法 [J]. *电机与控制学报*, 2009, 13(4): 516-522.
ZHAO Pinzhi, YANG Guijie, LIU Chunlong. Optimal SVPWM algorithm for five-phase VSI [J]. *Electric Machines and Control*, 2009, 13(4): 516-522.
- [8] LOH P C, VILATHGAMUWA D M, LAI Y S, et al. Pulse-width modulation of Z-source inverters [C] // *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference*, October 3-7, 2004, Seattle, USA. 2004: 148-155.
- [9] 刘其辉, 贺益康, 赵仁德. 交流励磁变速恒频风力发电系统的运行与控制 [J]. *电工技术学报*, 2008, 23(1): 129-136.
LIU Qihui, HE Yikang, ZHAO Rende. Operation and control of AC-excited variable-speed constant-frequency wind power generation system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(1): 129-136.
- [10] MALINOWSKI M, KAZMIERKOWSKI M P, TRZYNADLOWSKI A M. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(6): 1390-1396.
- [11] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(3): 814-822.
- [12] 张纯江, 张婧, 邬伟扬, 等. 基于Delta算子的谐振控制器实现高频链逆变器波形控制 [J]. *电工技术学报*, 2008, 23(7): 81-85.
ZHANG Chunjiang, ZHANG Jing, WU Weiyang, et al. High-frequency link inverter waveform control with resonant controller based on Delta operator [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2008, 23(7): 81-85.